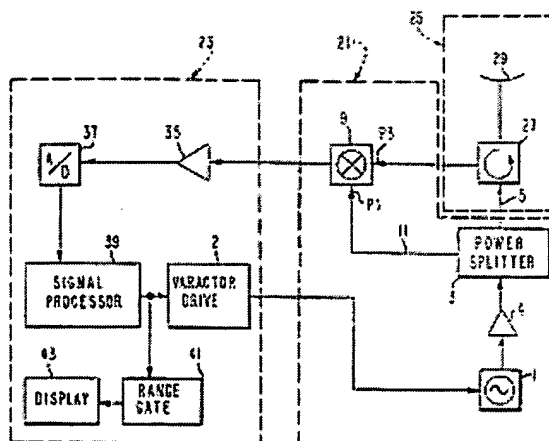


**Patent number:** DE69014828T  
**Publication date:** 1995-07-13  
**Inventor:** WEN CHENG (US); HENNEGAN RICHARD (US)  
**Applicant:** HUGHES AIRCRAFT CO (US)  
**Classification:**  
- international: G01S13/34; G01S7/03  
- european: G01S7/03B; H01Q1/24D  
**Application number:** DE19906014828T 19900323  
**Priority number(s):** US19890342850 19890424; WO1990US01546 19900323

WO9013049 (A1)  
EP0424509 (A1)  
US4931799 (A1)  
EP0424509 (B1)

Abstract not available for DE69014828T  
Abstract of corresponding document: **US4931799**  
A field effect transistor FMCW radar transceiver for short-range target detection, employs a varactor-tuned, gallium arsenide field effect transistor, voltage-controlled oscillator in the dual role of the transmitter signal source and the local oscillator. The radar transceiver is capable of operating at low IF frequencies for short range, which can be less than 30 feet, target detection.



<http://v3.espacenet.com/textdoc?DB=EPODOC&IDX=DE69014828T&F=8>

7/12/2005

**BEST AVAILABLE COPY**

**This Page Blank (uspto)**



19 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

12 Übersetzung der  
europäischen Patentschrift

87 EP 0 424 509 B1

10 DE 690 14 828 T 2

51 Int. Cl.<sup>6</sup>:  
G 01 S 13/34  
G 01 S 7/03

D2

21	Deutsches Aktenzeichen:	690 14 828.3
88	PCT-Aktenzeichen:	PCT/US90/01546
86	Europäisches Aktenzeichen:	90 907 667.1
87	PCT-Veröffentlichungs-Nr.:	WO 90/13049
86	PCT-Anmeldetag:	23. 3. 90
87	Veröffentlichungstag der PCT-Anmeldung:	1. 11. 90
87	Erstveröffentlichung durch das EPA:	2. 5. 91
87	Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA:	7. 12. 94
47	Veröffentlichungstag im Patentblatt:	13. 7. 95

30 Unionspriorität: 32 33 31  
24.04.89 US 342850

73 Patentinhaber:  
Hughes Aircraft Co., Los Angeles, Calif., US

74 Vertreter:  
Kuhnen, R., Dipl.-Ing.; Wacker, P., Dipl.-Ing.  
Dipl.-Wirtsch.-Ing.; Fürniß, P., Dipl.-Chem.  
Dr.rer.nat., Pat.-Anwälte; Hübner, H., Dipl.-Ing.,  
Rechtsanw.; Röß, W., Dipl.-Ing.Univ.; Kaiser, J.,  
Dipl.-Chem.Univ.Dr.rer.nat.; Brandl, F., Dipl.-Phys.,  
Pat.-Anwälte, 85354 Freising

84 Benannte Vertragsstaaten:  
DE, FR, GB, IT

72 Erfinder:  
WEN, Cheng, P., Mission Viejo, CA 92691, US;  
HENNEGAN, Richard, T., Torrance, CA 90503, US

54 RADAR-SENDER UND -EMPFÄNGER FÜR KURZE ENTFERNUNG UNTER VERWENDUNG EINES  
FET-OSZILLATORS.

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patentamt inhaltlich nicht geprüft.

DE 690 14 828 T 2

DE 690 14 828 T 2



## Hintergrund der Erfindung

### 1. Gebiet der Erfindung

5 Die Erfindung bezieht sich auf ein Radarsystem und insbesondere auf einen Radar-Sender und -Empfänger zur Zielerfassung für einen kurzen Entfernungsbereich.

### 2. Beschreibung des Stands der Technik

10

Gewöhnlich werden bei Radarerfassungsanwendungen für einen kurzen Entfernungsbereich Radarsysteme mit frequenzmodulierter kontinuierlicher Welle (FMCW, frequency modulated continuous wave) unter Verwendung von Festkörperkomponenten verwendet. FMCW-Radar-Sender und -Empfänger beruhen auf Mikrowellenleistungsquellen wie einer Vakuumröhre, typischerweise einem Klystron, oder einer übertragenen Elektronenvorrichtung wie einer Gunndiode. Diese herkömmlichen Lösungen eignen sich nicht für monolithische Schaltungstechniken, welche ideal bezüglich einer hohen Produktionsimplementierung sind.

In dem US-Patent 4,742,354 von Cheng P. Wen et al., das dem Rechtsnachfolger dieser Erfindung übertragen wurde, beschreibt der Anmelder einen Radar-Sender und -Empfänger unter Verwendung eines Sendeoszillators, eines Richtungskopplers zum Aufspalten des Oszillatorsignals in zwei Signale einer 90°-Phasenbeziehung und einer einzigen Antenne zum Abstrahlen der Signale als zirkularpolarisierte Welle. Teile der zirkularpolarisierten Welle, die zurück reflektiert werden, werden von derselben Antenne empfangen. Der Richtungskoppler kombiniert die zwei Komponenten der zirkularpolarisierten Welle zu einem Signal, welches in ein Signal einer Zwischenfrequenz von einem Mixer herunterkonvertiert wird. Der Radar-Sender und -Empfänger ist hybrid integriert und auf einem einzigen Substrat wie einem Duroid-Substrat (Duroid ist ein registriertes Warenzeichen der



Rogers Corporation) gebildet. Ein spannungsgesteuerter Gunnoszillator wird als Sendeoszillator empfohlen, der, wie oben erwähnt, nicht für monolithische Schaltkreisherstellungstechniken geeignet ist. Besondere Herstellungstechniken bezüglich des Oszillators werden nicht beschrieben.

In diesem Patent ist folgender Stand der Technik beschrieben:

(1) Radar-Sender und -Empfänger mit getrennten Send- und Empfangsantennen;

(2) solche mit einer einzigen Antenne, bei welcher die gesendeten und die zurückgekehrten Signale durch einen Zirkulator gerichtet werden; und

(3) solche mit einer einzigen Antenne unter Verwendung eines 3-dB-Kopplers zum Signalkoppeln an die Antenne.

Alle derartigen gegenwärtig bekannte Systeme enthalten typischerweise herkömmliche Oszillatoren wie ein Klystron oder einen Gunnoszillator. Ein FET-Oszillator wie ein GaAs-FET-Oszillator wird nicht verwendet.

In einem Dokument mit dem Titel "Solid State Local Oscillator Sources for Millimeter and Sub-Millimeter Wave Applications", von Terrial Cutsinger, offenbart bei der 12. International Conference on Infrared and Millimeter Waves, 14.-18. Dezember, 1987, Orlando, Florida wird dargelegt:

"Festkörperbauelemente wie FET's und IMPATT-Dioden sind geeignet zum Erzeugen von Leistung mit Frequenzen im Millimeter-Wellenlängenbereich. Beide Typen sind jedoch mit Schwierigkeiten behaftet, die ihre Verwendbarkeit begrenzen. FET-Oszillatoren stellen eine relativ niedrige Leistung bereit und erzeugen ein hohes 1/F-Rauschen. Zusätzlich sind die Typen auf niedrige Frequenzen im Millimeter-



Wellenlängenbereich begrenzt, die IMPATT-Dioden zeigen jedoch ein hohes AM-Rauschen, welches das Leistungsvermögen des Systems bezüglich des Rauschverhaltens herabsetzt."

5        In diesem Dokument wird dargelegt, daß Gunn-Oszillator-  
bauelemente eine verlässliche Lösung darstellen, um die den  
FET- und IMPATT-Oszillatoren eigenen Schwierigkeiten zu lö-  
sen, wobei ihre Funktionstüchtigkeit bezüglich einer HF-  
Leistung, eines niedrigen AM- und FM-Rauschens und das Ver-  
mögen herausgestellt wird, einen Mixer bis zu 110 GHz ohne  
10 Frequenzmultiplizierung anzusteuern.

Die Druckschrift IEEE MTT International Microwave Sym-  
posium DIGEST; 25.-27. Mai 1988, Band 1, Seiten 99-101 be-  
zieht sich auf einen monolithischen GaAs-Schaltkreis für  
15 FMCW-Radarsysteme. Der Schaltkreis umfaßt eine Feldeffekt-  
transistor-Oszillatoreinrichtung zum Erzeugen eines zeit-  
veränderlichen Signals, eine Antenneneinrichtung zum Senden  
von Signalen auf ein Ziel und zum Empfangen von Signalen,  
20 die von dem Ziel reflektiert werden, eine Einrichtung zum  
Koppeln des zeitveränderlichen Signals an die Antennenein-  
richtung, einen Mischer, der einen ersten Port zum Empfan-  
gen des zeitveränderlichen Signals und einen zweiten Port  
zum Empfangen von Signalen von der Antenneneinrichtung zum  
25 Erzeugen eines Zwischenfrequenzsignals besitzt, und eine  
Signalverarbeitungseinrichtung, die auf das Zwischenfre-  
quenzsignal anspricht, zum Erzeugen von Anzeigen des Berei-  
ches und/oder der Rate der Veränderung des Bereiches des  
Zieles. Dieses System ist für den Betrieb im größeren Ent-  
30 fernungsbereich vorgesehen.

Die Druckschrift IEEE MTT International Microwave Sym-  
posium Digest; 1981, Seiten 319-321 bezieht sich auf ein  
richtungsempfindliches MIC-Dopplermodul mit GaAs-FET-Oszil-  
35 lator, der durch einen dielektrischen Resonator stabili-  
siert ist. Die Druckschrift enthält jedoch keinen Hinweis  
auf eine Verwendung eines GaAs-FET-Oszillators in einem Ra-



dar-Sender und -Empfänger für einen kurzen Entfernungsbereich.

5 Aus der EP-A-0 156 708 ist der Entwurf eines Mikrowellen-FET-Oszillators als Gattoszillator (common gate oscillator) bekannt. Der Oszillator umfaßt einen variablen Kondensator, der durch eine angelegte Spannung gesteuert wird. Auch diese Druckschrift enthält eine Information bezüglich der Verwendung eines FET-Oszillators in einem Radar-Sender und -Empfänger für einen kurzen Entfernungsbereich.

Aufgabe der Erfindung ist es, den Entfernungsbereich eines Radar-Senders und -Empfängers zu verkürzen.

15 Die Aufgabe wird durch eine Vorrichtung in Übereinstimmung mit Anspruch 1 gelöst.

#### Kurzfassung der Erfindung

20 Die vorliegende Erfindung sieht einen auf einem FET-Oszillator basierenden FMCW-Radar-Sender und -Empfänger vor, der ideal für Zielerfassungsanwendungen im kurzen Entfernungsbereich geeignet ist. Der Radar-Sender und -Empfänger umfaßt einen spannungsgesteuerten FET-Oszillator und einen abgeglichenen bzw. symmetrierten Mischer. Eine erste Ausführungsform verwendet getrennte Mikrostreifen-Sende- und -Empfangsantennen, und eine zweite Ausführungsform verwendet eine zirkulatorlose, zirkularpolarisierte integrierte Mikrostreifenantenne. Ein Digitalsignalprozessor mit einer Entfernungstorschaltung empfängt ein digitalisiertes ZF-Signal und wird dazu verwendet, die Ziele und die Zielgeschwindigkeiten zu identifizieren. Wie oben erwähnt, wird der FET-Oszillator als ungeeignet für Radaranwendungen in kurzem Entfernungsbereich wegen des übermäßigen heraufkonvertierten 1/F-Rauschens angesehen. Die Selbstkorrelationsnatur dieses FMCW-Radar-Senders und -Empfängers in Verbindung mit der AM-Rauschunterdrückung des abgeglichenen



Mischers ermöglicht die Herstellung eines kostengünstigen Radarsensors unter Verwendung einer sich als gut erwiesenen monolithischen integrierten Schaltungstechnologie.

5        Der Festkörper-FMCW-Radar-Sender und -Empfänger für An-  
wendungen im kurzem Entfernungsbereich stellt gegenüber  
Anordnungen nach dem Stand der Technik für derartige Anwen-  
dungen Verbesserungen bereit, da er Vorteile bezüglich der  
10       Haltbarkeit, einer kleinen Größe, eines Leichtgewichts bie-  
tet und bezüglich einer kostengünstigen Herstellung ange-  
paßt ist, während er das Vermögen vorsieht, Nebel, Dunst  
und Rauch zu durchdringen.

      Das Radar-Sende- und -Empfangssystem ist ein einfacher  
15       Bewegungsdetektor, wenn die Sendefrequenz konstant bleibt.  
In einer bevorzugten Ausführungsform werden die Hochfre-  
quenzsendeleistung und die lokale Oszillator-ansteuerung  
(LO-Ansteuerung) für die Mischstufe von einem gemeinsamen  
spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) bereitgestellt, der  
20       als FET-Oszillaotr ausgebildet ist. Dieser integrierte  
Schaltkreis eines FMCW-Radar-Senders und -Empfängers im  
Mikrowellenbereich arbeitet mit einer zirkularpolarisierten  
Welle. Eine derartige Welle ist insbesondere attraktiv für  
einen selbstgetriebenen "Rückansichtsspiegel" und für  
25       Kollisionsvermeidungsanwendungen                    im                    kurzen  
Entfernungsbereich, da die benötigte Antenne gerichtete  
Koppler anstelle von nicht reziproken Elementen wie  
Zirkulatoren verwendet, die bei herkömmlichen Radarsystemen  
benötigt werden.

30

#### Kurze Beschreibung der Zeichnung

      Die Erfindung wird unter Bezugnahme auf die folgende  
Beschreibung in Verbindung mit der beigefügten Zeichnung  
35       beschrieben.



Fig. 1 zeigt eine Frequenzdomänenanzeige eines lokalen Oszillatorsignals;

5 Fig. 2 zeigt eine schematische Darstellung eines gepulsten Radar-Senders- und -Empfängers nach dem Stand der Technik;

10 Fig. 3 veranschaulicht schematisch einen FMCW-Radarsender und -Empfänger mit einer einzigen Hochfrequenzsignalquelle;

15 Fig. 4 zeigt ein Diagramm, das einen rotierenden Vektor veranschaulicht, der die Phasenbeziehung des AM- und FM-Rauschens darstellt;

Fig. 5 veranschaulicht übertragene und empfangene Dreiecks-FMCW-Wellenformen und ihren Frequenzunterschied bezüglich der Zeit;

20 Fig. 6 zeigt ein Bild im vergrößerten Maßstab der Draufsicht eines hybriden integrierten Radar-Sender- und -Empfängerschaltkreises für einen kurzen Entfernungsbereich, der unter Verwendung eines FET-Oszillators hergestellt und getestet wurde und der die  
25 Prinzipien der Erfindung verkörpert;

Fig. 7 zeigt ein Blockdiagramm einer vorliegenden bevorzugten Ausführungsform der Erfindung;

30 Fig. 8 veranschaulicht schematisch eine konform zweifach gespeiste zirkularpolarisierte Mikrostreifenantenne; und

35 Fig. 9 veranschaulicht schematisch einen gegenwärtig bevorzugten GaAs-FET-VCO.

Beschreibung der bevorzugten Ausführungsformen



Der auf dem FET basierende monolithische integrierte Mikrowellenschaltkreis ist ideal geeignet für Anwendungen im kurzen Entfernungsbereich, bei welchem Haltbarkeit, niedrige Kosten, eine kompakte Größe, ein geringes Gewicht und eine Erzeugung im großen Umfang wesentliche Eigenschaften sind. Trotz dieser Vorteile ist diese vielversprechende Technologie nicht auf Radarsensorentwürfe übertragen worden, da der FET-Oszillator als zu rauschbehaftet für irgendeine Radaranwendung angesehen wurde. Es wurde ermittelt, daß die Rauschcharakteristik eines FET-Oszillators nicht eine ernste Leistungsherabsetzung hervorruft, wenn eine einzige Hochfrequenzsignalquelle in einem Radar-Sender- und -Empfänger für einen kurzen Entfernungsbereich verwendet wird. Folglich ist der auf dem FET basierende monolithische integrierte Radar-Sender und -Empfänger ideal zur Verwendung in Anwendungen für einen kurzen Entfernungsbereich geeignet.

Der Gunndiodenoszillator (übertragenes Elektronenbauelement, transferred elektron device) wird in Radarsensoranwendungen herkömmlicher Weise wegen seiner "Spektralreinheit" verwendet. Die irreführende Logik hinter diesem herkömmlichen Denken kann aus der Frequenzdomänenanzeige (Fig. 1) des lokalen Oszillatorsignals,  $f_{LO}$  und des zurückgekehrten Signals  $f_R$  eines Überlagerungsempfängers veranschaulicht werden (Fig. 1). Die Zwischenfrequenz ( $f_{ZF} = f_{LO} - f_R$ ) eines typischen FMCW für einen kurzen Entfernungsbereich oder ein Dopplerradar ist so niedrig, daß das zurückgekehrte Signal durch das  $1/f$ -Seitenbandrauschen des lokalen Oszillators undeutlich erscheint. Das  $1/f$ -Rauschen stammt von Fangstellen eines tiefen Niveaus, die den Oberflächenzuständen eines Halbleiterbauelements zugeordnet sind, und dieses Rauschen niederer Frequenz, das durch das einem Oszillator innewohnende nicht lineare Vermögen auf Hochfrequenz heraufkonvertiert wurde, zeigt sich als Seitenbandrauschen. Das hohe Verhältnis der Oberfläche zum Vo-



lumen einer FET-Bauteilstruktur führt zu starkem  $1/f$ -Seitenbandrauschen in der Nähe der Oszillatorfrequenz. Der FET-Oszillator wird daher als ungeeignet für Radarsensorenwendungen im kurzen Entfernungsbereich basierend auf diesen  
5 Erwägungen bezüglich des Rauschens erachtet. Dieses weitflächig akzeptierte Konzept ist unter der Bedingung richtig, daß die Radar-Sendesignalquelle und die Leistungsquelle des lokalen Oszillatorempfängers nicht korreliert sind.

10 Das schematische Schaltkreisdiagramm eines gepulsten Radar-Senders und -Empfängers nach den Stand der Technik wird in Fig. 2 dargestellt. Die meisten auf den Boden bezogene und an Bord befindlichen Radarsysteme für einen großen Entfernungsbereich fallen in diese Kategorie, da die für  
15 den Sende- und Empfangsbetrieb erforderlichen Leistungspiegel sich wesentlich unterscheiden, in einigen Fällen bis zu sechs Größenordnungen. Das hier dargestellte Argument bezüglich des Rauschens ist nicht länger gültig, wenn einmal Zwangsbedingungen zwischen die gesendeten und die empfangenen  
20 Signale gestellt wurden. Beispielsweise besitzt eine einzige Hochfrequenzsignalquelle die Zweifachrolle einer Sendeleistungsquelle und eines lokalen Oszillators in einem FMCW-Radar-Sender und -Empfänger oder einem in Fig. 3 dargestellten Dopplerradarsensor. Eine nähere Überprüfung der  
25 Bedeutung der Frequenzdomänenanzeige von Fig. 1 muß durchgeführt werden, um den Effekt der hinzugefügten Zwangsbedingung bezüglich der Leistungsvermögenscharakteristik dieser Einzelsignalquellen-Radar-Sender und -Empfänger nochmals zu bestimmen.

30

Das Hochfrequenzsignal eines Oszillators kann durch einen Rotationsvektor  $v(t)$  entsprechend Fig. 4 dargestellt werden. Der Vektor dreht sich in entgegengesetzter Richtung bezüglich der Kreisfrequenz oder Winkelgeschwindigkeit  $\omega$ .  
35 Die Schwankung der Amplitude des Vektors  $v(t)$  ist das AM-Rauschen, während die Unbestimmtheit der Winkelgeschwindigkeit das FM-Rauschen der Signalquelle darstellt. Aus dieser



vektoriellen Darstellung ist es ersichtlich, daß das AM-Rauschen und das FM-Rauschen eines Oszillators zueinander orthogonal sind und daß sie nicht korreliert sind.

5        Es ist wichtig zu verstehen, wie das Seitenbandrauschen eines Oszillators das Leistungsvermögen eines Radarsystems mit einer einzigen Hochfrequenzsignalquelle beeinträchtigt. Beispielsweise beträgt der ZF-Ausgang eines abgeglichenen Mischers bei einem derartigen Radar-Sender und -Empfänger  
10 etwa

$$S_{IF} = A \cos (2 \delta \omega \tau),$$

wenn die Signalquelle  $v(t) = \cos (\omega_0 + \delta \omega)t$  und die Um-  
15 laufzeit des zurückgekehrten Signals  $2\tau$  betragen, wobei  $\delta \omega$  hier als die Frequenzschwankung der Hochfrequenzsignalquelle definiert ist. Das ZF-Signal fällt auf 0 herab, wenn  $2\delta \omega \tau$  sich  $\pi/2$  annähert; d.h. bei  $2\delta \omega = \pi/4\tau$  wird das Leistungsvermögen des Senders und Empfängers ernsthaft beeinträchtigt. Das Radar für einen kurzen Entfernungsbereich mit einer Zielentfernung von weniger als 9,144 m (30 Fuß) bezüglich des Senders und Empfängers wird von dem Seitenbandrauschen von 4.16 MHz oder weiter weg von der Durchschnittsfrequenz  $\omega_0/2\pi$  beeinträchtigt. Diese Frequenz ist  
20 weit höher als die typische ZF-Frequenz des Senders und Empfängers, die im Kilohertzbereich liegt. Wenn das Seitenbandrauschen in der Tat eine  $1/f$ -Natur besitzt, ist die Wirkung des Oszillatorseitenbands wahrscheinlich wenigstens drei Größenordnungen geringer als wie auf der Grundlage des  
25 herkömmlichen Denkens erwartet. Es ist augenscheinlich, daß ein auf einem FET beruhendes monolithisches integriertes Radarsystem für Radaranwendungen im kurzen Entfernungsbereich akzeptiert wird, bei dem das Ziel lediglich wenige Fuß entfernt ist.  
30

35

Der Zielbereich und die Geschwindigkeit können durch die Verwendung einer dreieckigen FMWC-Wellenform (Fig. 5)



mit einer vorbestimmten Modulationsrate erzielt werden. Das zurückgekehrte Signal wird bezüglich der Frequenz durch die augenblickliche Frequenz der lokalen Oszillatoransteuerung ersetzt, wie aus Fig. 5 ersichtlich ist, wenn ein dreieckiges Signal verwendet wird, um die Frequenz des Oszillators zu modulieren.

Fig. 6 veranschaulicht ein Radar-Sender- und -Empfängermodul, welches unter Verwendung der Mikrostreifentechnologie implementiert und getestet wurde. Eine Kombination einer lokalisierten Vielfachdosis-, Vielfachenergie-Ionenimplantation einer Metall/Dielektrik-Dünnschichtauftragung, einer Feinleitungslithographie und anderer Techniken für planare integrierte Mikrowellenschaltkreis-Herstellung werden verwendet, um den gesamten Radar-Sender und -Empfänger von Fig. 6 auf Substraten herzustellen. Entsprechend Fig. 6 wird ein spannungsgesteuerter (durch einen Varaktor abgestimmter) GaAs-FET-Oszillator 1 als Sende- und Empfangsleistungsquelle verwendet. Er arbeitet sowohl als Sende- und Empfangsleistungsquelle als auch als lokaler Oszillator. Das Oszillatorsignal kann kontinuierlich oder gepulst sein; jedoch wird das kontinuierliche Signal bevorzugt. Das Oszillatorausgangssignal ist an einem Leistungsteiler 3 wie einen Richtungskoppler oder einem Hybridkoppler gekoppelt, der das Signal in erste und zweite Signalteile aufspaltet, wobei ein Signal eine hinreichende Leistung besitzt, um einen Mischer anzusteuern, und das andere Signal das zu übertragende Signal ist.

Das zu übertragende Signal, also das erste Signal, wird über einen Schaltkreis 5 an eine Sende- und Empfangsantenne 7 gekoppelt. Das zweite Signal wird über einen Schaltkreis 11 an einen einzigen abgeglichen 3dB-Schottkydiodenabzweigungsleitungsmischer 9 gekoppelt. Dieser Mischer 9 wird verwendet, da er die notwendige Unterdrückungscharakteristik bezüglich des AM-Rauschens des lokalen Oszillators besitzt und leicht in die Mikrostreifenanordnung implemen-



tiert werden kann. Der in Verbindung mit der Schottkydiode verwendete 3dB-Koppler 8 bildet einen abgestimmten Mischer 9, der durch das Signal des lokalen Oszillators am Port P1 und das zurückgekehrte Signal vom Port P3 von Antennen 12 und 13 angesteuert wird, die parallel zueinander angeschlossen sind, durch eine Schaltung 15.

Die Varaktorabstimmung ist die wünschenswerteste Lösung für FMCW-Radar-Sender und -Empfänger, da eine gute Hochfrequenzabstimmungsbandbreite und gute Zeitmodulations-Anstiegsgeschwindigkeiten vorgesehen wird. Die hier beschriebenen Schaltkreiselemente teilen sich dieselbe monolithische integrierte GaAs-Schaltkreistechnologie, und sie sind leicht auf einem gemeinsamen Substrat zu integrieren.

15

Bei dieser Implementierung ist ein spannungsgesteuerter (durch einen Varaktor abgestimmter) GaAs-FET-Oszillator 1 als Sende- und Empfängerleistungsquelle trotz des herkömmlichen Glaubens verwendet worden, daß das heraufkonvertierte 1/f-Rauschen eine Verwendung für Radarsensoranwendungen nicht ermöglicht. In einem FMCW-Radar mit einer Leistungsquelle ist lediglich das Seitenbandrauschen in dem Frequenzbereich von Belang, der größer oder gleich dem Reziproken des Vierfachen der Rückkehrzeitverzögerung des Signals ist. Die Empfindlichkeit eines Radarsensors ist abhängig von der Autokorrelation der Leistungsquelle bezüglich einer Rückkehrsignalzeitverzögerung gleich  $2\tau$  ( $\tau$  ist die Zeit, die das gesendete Signal zum Erreichen des Ziels benötigt). Beispielsweise ist das Seitenbandrauschen, welches das Verhältnis des Signals bezüglich des Rauschens eines Ziels 1 m von der Sende- und Empfangsantenne entfernt beeinträchtigt, das FM-Rauschen des Oszillators 40 MHz von der augenblicklichen Frequenz entfernt. Auf der Grundlage dieser Analyse wird, wie oben erörtert, das Rauschleistungsvermögen eines spannungsgesteuerten Feldeffekttransistoroszillators geeignet als Radarsensor für einen kurzen Entfernungsbereich sein.



Die hybrid integrierte Radar-Sende- und -Empfangsschaltung von Fig. 6 wurde getestet. Der ZF-Ausgang am Anschluß 19 wurde an einen Signalprozessor 20 gekoppelt. Es wurden  
5 Tests bezüglich einer Zielbereichsabtrennung und Anzeichen von Erhöhungen und Verminderungen des Bereiches durchgeführt. Der einzige abgestimmte 3dB-Abzweigungsleitungsmischer arbeitete hinreichend als AM-Rauschunterdrückungsvorrichtung, und das FM-Rauschen störte nicht die Bereichsabtastung.  
10

Fig. 7 veranschaulicht eine vorliegende bevorzugte Ausführungsform der Erfindung. Diese Ausführungsform umfaßt ein Mikrowellen-Sende- und Empfangsmodul 21, welches auf  
15 einem GaAs-Substrat gebildet ist, und ein Signalprozessormodul 23, welches getrennt gebildet ist. Hier besitzt wiederum der spannungsgesteuerte GaAs-FET-Oszillator 1 eine Doppelrolle, er arbeitet als Sende- und Empfangssignalquelle und als lokaler Oszillator. Wiederum wird das Ausgangssignal des Oszillators 1 mittels eines Leistungsteilers 3 aufgespalten, der an den Oszillator durch einen AM-Rauschunterdrückungsverstärker 4 gekoppelt ist. Ein Ausgang 5 des Leistungsteilers 3 ist an ein Antennenmodul 25 gekoppelt. Der zweite Ausgang 11 des Leistungsteilers 3 ist an einen  
20 Port P1 des Mischers 9 gekoppelt, der unterschiedlich veranschaulicht ähnlich wie der in Verbindung mit Fig. 6 beschriebene arbeitet. Das Antennenmodul 25 umfaßt einen Diplexer 27, an welchen das Sendesignal von dem Leistungsteiler 3 gekoppelt ist. Der Diplexer 27 wiederum ist an eine  
25 einzige Antenne 29 gekoppelt. Das Antennenmodul 25 kann eine einzige Antenne 29 sein, die von einem Diplexer 27 versorgt wird und als Zirkulator arbeitet, oder es kann aus zwei separaten Antennen (vgl. Fig. 6) oder als zirkularpolarisierte Antenne (vgl. Fig. 8) gebildet sein.  
30

35

Wenn das Antennenmodul 27 eine integrierte planare Antenne wie die konforme Zweifachzufuhr, die zirkularpolari-



sierte Mikrostreifenantenne von Fig. 8 umfaßt, wird ein Diplexer 27 nicht erfordert. Diese Antenne arbeitet mit einer zirkularpolarisierten Welle und ist zur Verwendung mit dem auf einem FET basierenden monolithischen Radar-Sender und -

5 Empfänger geeignet. Die Antenne umfaßt einen Mikrostreifen-abzweigungsleitungskoppler 31, der als Polarisator arbeitet, der in diesem Fall ein 3dB-Hybridkoppler ist, und eine Zweifachzuführungsantenne 33, die eine Mikrostreifenflächenantenne ist. Das Sendesignal auf dem Schaltkreis 5 wird

10 an den linksseitigen Zweig des Abzweigungskopplers 31 gekoppelt, und das empfangene Signal wird von der Antenne 33 an den rechtsseitigen Zweig des Abzweigungsleitungskopplers 31 gekoppelt. Das empfangene oder zurückgekehrte Signal von der Mikrostreifenflächenantenne 33 verläßt den Abzweigungs-

15 leitungskoppler 31 an seinem rechtsseitigen Port und wird an den Port P3 des Mischers 9 gekoppelt.

Entsprechend dieser Anmeldung wird die Hochfrequenzleistung von der Sende- und Empfangsleistungsquelle 1 durch

20 den 3dB-Abzweigungsleitungskoppler 31 in zwei Teile geteilt, welche bezüglich ihrer Größe gleich und bezüglich ihrer Phase um  $90^\circ$  zueinander verschoben sind. Die Antenne 33 ist als einziges Element gestaltet, als Resonanzmikrostreifen einer quadratischen Fläche (square patch), deren

25 zirkularpolarisierte Strahlung aus der Erregung zweier orthogonaler Moden an zwei benachbarten Rändern der quadratischen Fläche von den Ausgängen des Abzweigungsleitungskoppler 31 entstammt. Alternativ kann eine "fish-bone"-Antenne mit Strahlungselementen verwendet werden, die in orthogona-

30 len Richtungen angeordnet sind. Die Polarisationssebene des zurückgekehrten Signals ist entgegengesetzt derjenigen des abgestrahlten Signals auf die Reflektion durch ein Ziel. Die Polarisationsfunktion des Abzweigungsleitungskoppler 31 wiedervereinigt die horizontalen und vertikalen Komponenten

35 des zurückgekehrten Signals an dem Mischereingangsanschluß P3. Kleine Rückkehrsignale oder Signale, die keine Rückkehrsignale sind, sollten wegen der von der Polarisations-



funktion des Kopplers 31 vorgesehenen Phasenaufhebung auf den VCO 1 zugehen. Auf ähnliche Weise minimiert die Polarisationsfunktion die Möglichkeit irgendeines direkten Hochfrequenzsignals von einem ähnlichen Radarsystem bezüglich des Erreichens des sensitiven abgeglichenen Empfänger-  
5 mischers 9. Der abgeglichene Mischer 9 konvertiert das Rückkehrsignal auf eine Zwischenausgangsfrequenz an dem Anschluß 19 für eine weitere Signalverarbeitung herunter.

10 Das Signalverarbeitungsmodul 23 wird verwendet, um den Entfernungsbereich und die Bereichsrate von Zielen durch Analysieren des ZF-Leistungsausgangssignal des abgeglichenen Mischers 9 in dem integrierten monolithischen Mikrowellenempfängermodul 21 zu bestimmen. Das Signalverarbeitungs-  
15 modul umfaßt einen linearen Verstärker 35, der das Zwischenfrequenzsignal von dem Mischer 9 verstärkt, einen A/D-Wandler 37 und einen Digitalprozessor 39, der einen Mikroprozessor und einen schnell arbeitenden Fouriertransformationschip ausweist, um die demodulierte Signalwellenform zu  
20 handhaben. Eine Varaktoransteuerung 2, auf welche in der Erörterung bezüglich Fig. 6 verwiesen wurde, bildet einen Teil des Signalprozessormoduls 23 in dieser Illustration. Der Ausgang ist an den spannungsgesteuerten Oszillator 1 angeschlossen und sorgt für die Frequenzabstimmung des Oszillators. Die Varaktoransteuerung 2 wird durch den Digitalprozessor 39 synchronisiert. Eine digitale Entfernungstorschaltung 41 empfängt das Ausgangssignal des Digital-  
25 prozessors 39. Die digitale Entfernungstorschaltung 41 wird bevorzugt, da sie eine bessere Bereichsauflösung vorsieht und den Bereich des Radarwellensensorbetriebs definiert. Das Signalverarbeitungsmodul 23 steuert ebenso die Wellenform des Radarsensors durch Bereitstellen der Zeitsteuerung und des Modulationssignals dem VCO 1 über die Varaktoransteuerung 2 in dem Sender und Empfänger. Der Ausgang des  
30 Signalprozessors 39 ist über die Entfernungstorschaltung 41 an eine Anzeigeeinheit 43 gekoppelt oder alternativ an ein (nicht dargestelltes) Datenspeicherungsmodul. Dieser mono-



lithische FMCW-Radarsensor ist ideal geeignet für eine Herstellung in einer hohen Stückzahl und hohen Rate unter Verwendung der monolithischen Mikrowellenschaltkreistechnologie.

5

Die Heraufkonvertierung des  $1/f$ -Rauschens kann normalerweise für den Feldeffekttransistoroszillator übermäßig sein. Das  $1/f$ -Rauschen wird infolge der nicht linearen Charakteristik des Oszillators heraufkonvertiert. Es wird zum  
10 Seitenbandrauschen nahe der Oszillationsfrequenz  $f_0$ . Wenn ein derartiger Oszillator 1 als lokaler Oszillator in einem Mischer-Abwärtskonverter in einem System unter Verwendung eines separaten Sender- und Empfängerleistungsoszillators verwendet wird, zeigt sich das Seitenbandrauschen als das  
15 ZF-Rauschen entsprechend dem Unterschied zwischen der augenblicklichen Frequenz  $f_0$  des lokalen Oszillators und der Frequenz des zurückgekehrten Signals. Dieses hohe Hintergrundrauschen des ZF-Ausgangs ruft eine unerwünschte Herabsetzung des Empfangsverhältnisses des Signals zu dem Rauschen und der Empfindlichkeit hervor.  
20

Jedoch verwendet ein FMCW-Radarsensor in Übereinstimmung mit dieser Erfindung einen einzigen Oszillator 1, der als Sender- und Empfängerleistungsquelle ebenso wie als lo-  
25 kaler Empfängeroszillator dient. In einem derartigen einzigen Oszillatorquellensystem stellt das Rauschgangssignal der Mischerzwischenfrequenz eine Maßnahme der Unbestimmtheit der Korrelation des Oszillators bezüglich einer Rückkehrzeitverzögerung  $2\tau$  dar, wobei  $2\tau$  die Rückkehrzeit des  
30 Signals hin zum Ziel und von ihm zurück darstellt. Das Seitenbandrauschen des Oszillators bei Frequenzen von etwa  $1/8\tau$  stellt den einzigen Faktor dar, der das Verhältnis des Signals bezüglich des Rauschens des FMCW-Radarsenders und -Empfängers beeinträchtigt, und das heraufkonvertierte  $1/f$ -  
35 Rauschen ist kein wesentlicher Faktor des Leistungsvermögens des Systems. Wenn der Wert von  $\tau$  klein ist, d.h. wenn er kleiner als 1000 ns (entsprechend einem Zielentfernungs-



bereich von 152,4m (500 Fuß)) ist, wird das Seitenbandrauschen bei 250 KHz oder darüber hinaus den Betrieb des Systems beeinträchtigen, während das Niederfrequenzrauschen (250 KHz vom Träger) keinen herabsetzenden Effekt besitzt.

5

Varaktordioden mit hyperabruptem PN-Übergang, die unter Verwendung von hochenergetischer lokaler Implantierungs- und schnellen thermischen Ausheiztechniken hergestellt werden, sind kompatibel mit auf FET basierenden monolithischen integrierten Schaltkreisen. Die Varaktorabstimmung ist die wünschenswerteste Lösung für die Radarsysteme, da sie eine gute Hochfrequenzabstimmungsbandbreite bei hohen Modulationsanstiegsgeschwindigkeiten bereitstellen. Die 1/f-Rauschaufwärtskonvertierung durch die dem FET-Oszillator innewohnende nicht lineare Charakteristik ist nicht nachteilig bezüglich der Radarsender- und -Empfängerfunktion bei kurzen Entfernungsbereichen. Im Falle eines FMCW-Radars mit einziger Leistungsquelle oder eines Bewegungsdetektors zur Verwendung als Sensor für einen kurzen Entfernungsbereich ist lediglich das Seitenbandrauschen in dem Frequenzbereich gleich dem Reziproken des Vierfachen der Rückkehrzeitverzögerung von Belang. Die Empfindlichkeit eines derartigen Radarsensors ist abhängig von der Autokorrelation der Leistungsquelle mit einer Zeitverzögerung gleich  $2\tau$ . Das Seitenbandrauschen, welches das Verhältnis des Signals bezüglich des Rauschens eines Ziels 0,6096 m (2 Fuß) von dem Sender und Empfänger entfernt beeinträchtigt, ist das FM-Rauschen des Oszillators 62,5 MHz von der augenblicklichen Frequenz entfernt.

30

Auf der Grundlage der oben dargestellten Analyse ist das Rauschverhalten eines FET-VCO passend für Anwendungen im kurzen Entfernungsbereich, wenn das AM-Rauschen von dem lokalen Oszillator unterdrückt wird. Der 3dB-Quadraturhybridkoppler 31 ist zur Verwendung als Polarisator in dem zirkularpolarisierten FMCW-System angepaßt. Er hat eine hinreichende Bandbreite und ist relativ einfach zu entwer-

35



fen und unter einer hohen Ausbeute herzustellen. Planare Mikrostreifenantennen wie die Antenne 33 von Fig. 8 sind leichtgewichtig, ökonomisch und leicht anpaßbar, um mit dem integrierten Hochfrequenzsender- und -Empfängermodul verbunden zu werden. Mikrostreifenflächenantennen 33 können unter Verwendung herkömmlicher Techniken für gedruckte Schaltungen in einem Arbeitsgang hergestellt werden, was zu einer Reduzierung der Herstellungskosten im Vergleich zu den gebräuchlicherweise verwendeten Hornantennen führt. Der einzige abgegliche Schottkydiodenmischer 9 unter Verwendung eines 3dB-Kopplers 8 eines punktförmig verteilten Elements (Fig. 6 und 7) wird in diesem System verwendet, da er die notwendige Lokaloszillator-AM-Rauschunterdrückungscharakteristik besitzt und geeignet ist, alle Betriebserfordernisse des Senders und Empfängers zu erfüllen. Der Entwurf des punktförmig verteilten Elements ermöglicht eine Minimierung der Größe des integrierten Schaltkreises. Darüber hinaus ist an dem Ausgang 19 des abgeglichenen Mischers 9 (Figuren 6 und 7) eine Gleichspannung entwickelt, wenn das gesendete Signal von einem direkt vor der Antenne befindlichen Gegenstand reflektiert wird. Diese Eigenschaft kann verwendet werden, um Hindernisse im nahen Entfernungsbereich oder den Zustand einer durch Umweltbedingungen wie Eis- oder Schmutzablagerung nicht einwandfrei arbeitenden Antenne zu erfassen. Der einzige abgegliche Abzweigungsleitungsmischer 9 ist einfach bezüglich der Mikrostreifengestalt herzustellen und eignet sich gut für eine planare monolithische Integration.

Feldeffekttransistoroszillatoren besitzen nicht die innewohnenden negativen Widerstandswerteigenschaften wie viele Bauelementen mit zwei Anschlüssen. Der negative Widerstandswert, der benötigt wird, um Oszillationen in einem Feldeffekttransistoroszillator hervorzurufen, muß durch Anlegen einer geeigneten Rückkopplung von dem Ausgang an den Eingang des Bauelements simuliert werden.



Die attraktivste Lösung für einen breitbandigen Oszillator ist der Feldeffekttransistoroszillator, der in einer Gattschaltungsanordnung betrieben wird. Diese Anordnung ist attraktiv, da die von der eingebauten Kapazität zwischen Drain und Source des Transistors erzeugte innewohnende  
5 breitbandige positive Rückkopplung ideal geeignet für abstimmbare Oszillatoranwendung ist.

Der Feldeffekttransistoroszillator ist zur Implementierung  
10 mittels einer monolithischen Technologie entworfen worden. Seine grundlegende Schaltkreisanordnung, die einen GaAs-FET in Gattschaltung und eine Varakterdiode  $C_V$  enthält, ist in Fig. 9 dargestellt. Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$ , die oft durch tatsächliche innere Bauelementkapazitäten gebildet werden, bilden ein Rückkopplungsnetzwerk, welches  
15 einen Teil der Ausgangsspannung dem Eingangsport zuführt. Da die Ausgangsspannung im wesentlichen mit der Eingangsspannung in Phase ist, ist die Rückkopplung positiv, und es entwickelt sich ein negativer Widerstandswert ( $-R_f$ ) zwischen den Drain- und den Gateanschlüssen D bzw. G des FET.  
20 Wenn der Rückkopplungswiderstandswert  $R_f$  größer ist als der Lastwiderstand  $R_L$ , bilden sich Schwingungen in dem Schaltkreis aus, der durch den Feldeffekttransistor, die Induktivität  $L$  ( $L_1, L_2$ ), die Kapazität  $C$  ( $C_1, C_2, C_S, C_V$ ) und den  
25 Ausgangslastwiderstand  $R_L$  gebildet wird. Ein Gleichgewicht wird erzielt, wenn mit dem Einsatz der Sättigung  $R_f$  auf einen Wert gleich  $R_L$  vermindert wird und der Widerstandswert der gesamten Schaltung den Wert 0 annimmt. Die Frequenz der Oszillation wird durch die Resonanzfrequenz der Schaltung  
30 der LC-Schleife bestimmt, wobei der FET als die aktive Quelle wirkt, die den Schleifenstrom trägt.

Ein wie hierin beschriebenes FMCW-Radar-Sender- und -Empfängersystem mit einer Entfernungstorschaltung, die den  
35 Entfernungsbereich des Betriebs beschränkt, wird daher geeignet sein, die Vorteile der kostengünstigen auf dem FET basierenden integrierten monolithischen Schaltkreistechno-



logie zu nutzen. Das  $1/f$ -Rauschen stellt keine Schwierig-  
keiten dar. Das AM-Rauschen wird wie oben beschrieben unter  
Verwendung eines abgeglichenen Mischers 9 oder einer Sätti-  
gungsverstärkungsstufe 4, die dem Oszillator folgt, oder  
5 durch beides leicht unterdrückt.



## Patentansprüche

1. Radar-Sender und -Empfänger für einen kurzen Entfernungsbereich mit:
- 5 einer Oszillatoreinrichtung (1) zum Erzeugen eines zeitveränderlichen Signals, wobei die Oszillatoreinrichtung (1) durch eine Feldeffekttransistor-Oszillatoreinrichtung gebildet ist;
- 10 einer Antenneneinrichtung (7, 12, 13; 25, 29) zum Senden von Signalen auf ein Ziel und zum Empfangen der von dem Ziel reflektierten Signale;
- einer Einrichtung (3, 5) zum Koppeln des zeitveränderlichen Signals an die Antenneneinrichtung (7; 25, 29), um davon
- 15 gesendet zu werden;
- einem Mischer (9), welcher einen ersten Port zum Empfang des zeitveränderlichen Signals und einen zweiten Port zum Empfang von Signalen von der Antenneneinrichtung zum Erzeugen eines Zwischenfrequenzsignals besitzt; und
- 20 einer Signalverarbeitungseinrichtung (20; 23), welche auf das Zwischenfrequenzsignal anspricht, zum Erzeugen von Anzeigen des Bereichs und/oder der Rate der Veränderung des Bereichs des Ziels,
- wobei der Radar-Sender und -Empfänger des weiteren gekennzeichnet ist durch
- 25 ein Bereichsgatter (20; 23), welches auf das Zwischenfrequenzsignal anspricht und angepaßt ist, den Bereich des Betriebs des Radar-Senders und -Empfängers auf weniger als 152,4 m (500 Fuß) zu begrenzen, so daß das Seitenbandrauschen infolge der Oszillatoreinrichtung (1) nicht das
- 30 Zwischenfrequenzsignal verdeckt.
2. Radar-Sender und -Empfänger nach Anspruch 1, wobei die
- 35 Feldeffekttransistor-Oszillatoreinrichtung (1) eine Varaktordiode (Cv) zum Abstimmen der Oszillatoreinrichtung (1) aufweist.



3. Radar-Sender und -Empfänger nach Anspruch 1, wobei das  
zeitveränderliche Signal der Feldeffekttransistor-Oszilla-  
toreinrichtung (1) ein oszillierendes Konstantfrequenzsignal  
5 ist.
4. Radar-Sender und -Empfänger nach Anspruch 1, wobei der  
10 Mischer (9) ein abgeglicherer Mischer (9) zum Unterdrücken  
von AM-Rauschen ist.
5. Radar-Sender und -Empfänger nach Anspruch 1, wobei die  
15 Feldeffekttransistor-Oszillatoreinrichtung (1) eine Feldef-  
fekttransistor-Gattschaltung aufweist.
6. Radar-Sender und -Empfänger nach Anspruch 5, wobei die  
20 Feldeffekttransistor-Gattschaltung eine monolithische  
Struktur auf einem Einkristall-Halbleitersubstrat ist.
7. Radar-Sender und -Empfänger nach Anspruch 6, wobei die  
25 Feldeffekttransistor-Gattschaltung einen Galliumarsenid-  
Feldeffekttransistor aufweist.
8. Radar-Sender und -Empfänger nach Anspruch 1, wobei das  
30 zeitveränderliche Signal ein frequenzmoduliertes kontinu-  
ierliches Dreieckswellenformsignal ist.
9. Radar-Sender und -Empfänger nach Anspruch 1, wobei die  
35 Antenneneinrichtung (7, 12, 13; 25, 29) eine Sendeantenne (7) und  
eine Empfangsantenne (12, 13) aufweist und wobei die Sende-  
antenne (7) das zeitveränderliche Signal empfängt und die Emp-



fangsantenne (12, 13) an den zweiten Port des Mischers (9) zum Koppeln eines empfangenen Signals an den Mischer (9) gekoppelt ist.

5

10. Radar-Sender und -Empfänger nach Anspruch 9, wobei die Sendeantenne (7) und die Empfangsantenne (12, 13) Mikrostreifenleiterantennen auf einem Substrat sind.

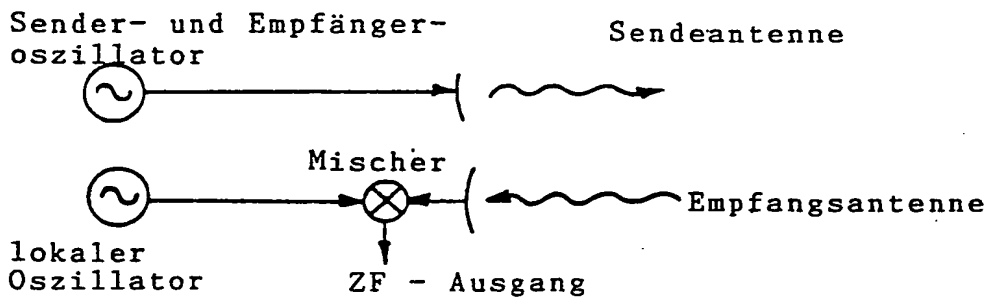
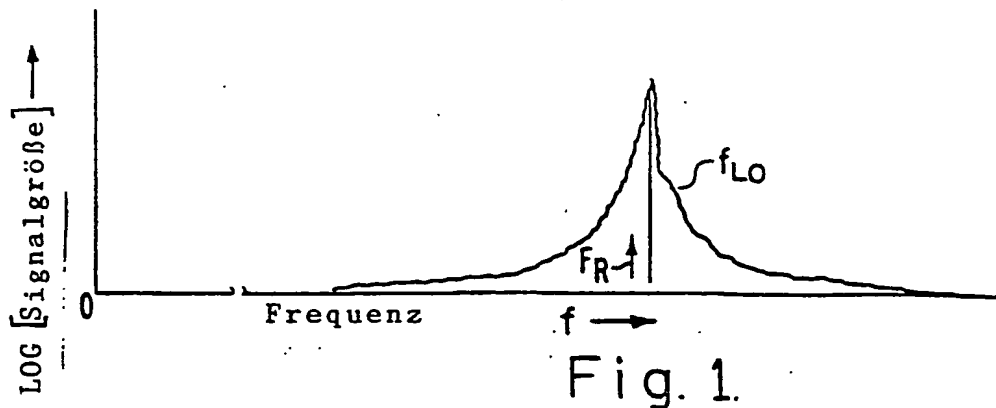
10

11. Radar-Sender und -Empfänger nach Anspruch 1, wobei die Einrichtung (3, 5) zum Koppeln des zeitveränderlichen Signals an die Antenneneinrichtung einen Verteiler (3) zum Aufspalten des zeitveränderlichen Signals in erste und zweite Signale für die Antenneneinrichtung (7; 25, 29) und den Mischer (9) aufweist.

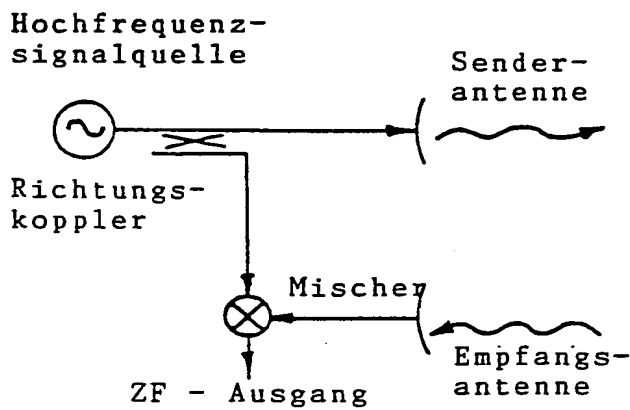
15

12. Radar-Sender und -Empfänger nach Anspruch 1, wobei der Bereich unterhalb von etwa 9,144 m (30 Fuß) liegt.

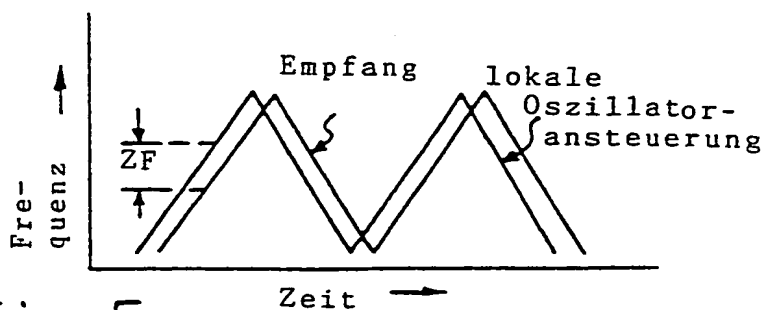
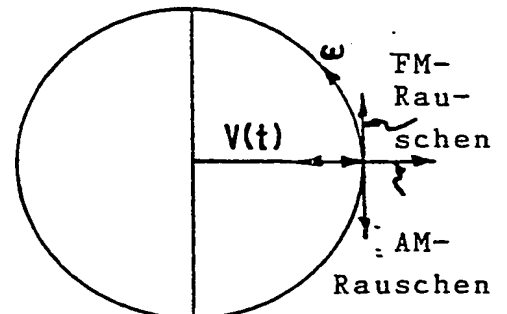
20



(Stand der Technik)



(Stand der Technik)





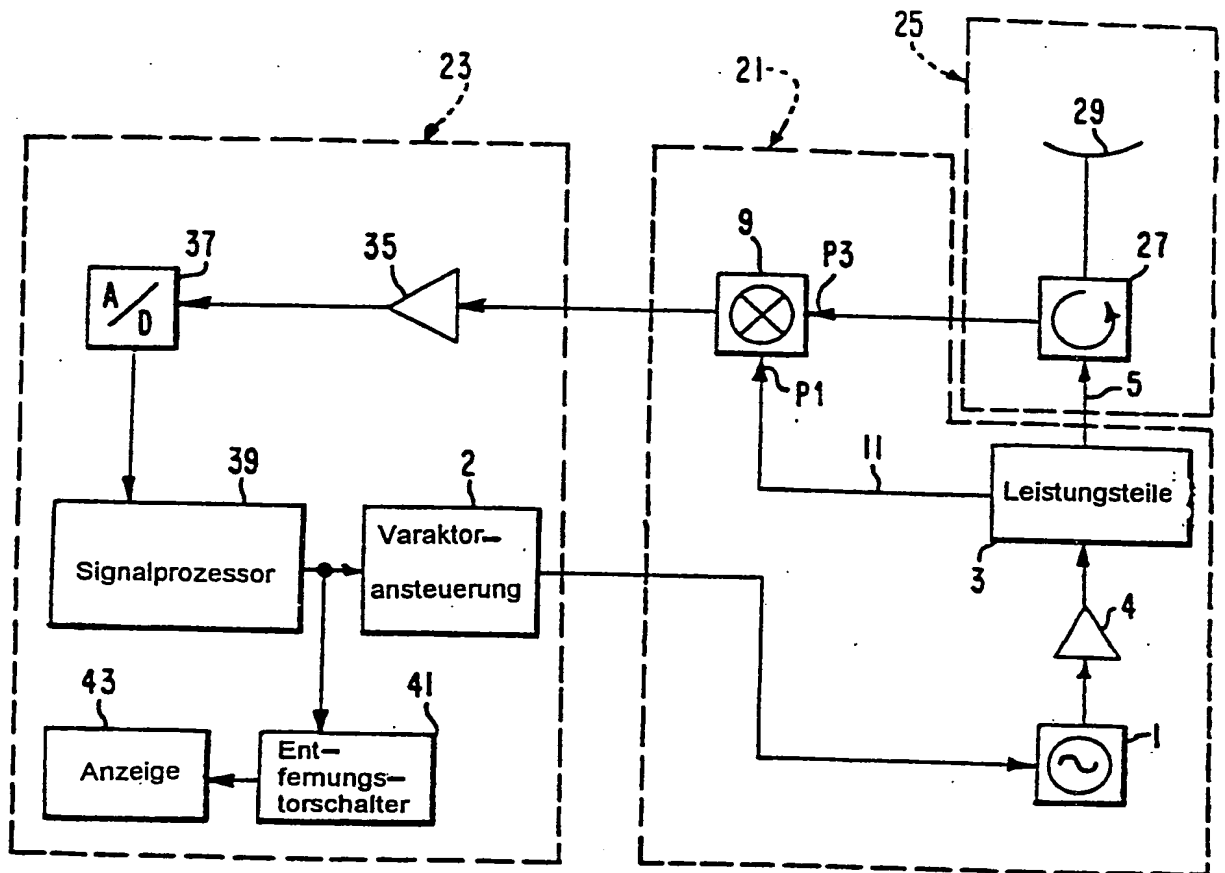


Fig. 7.

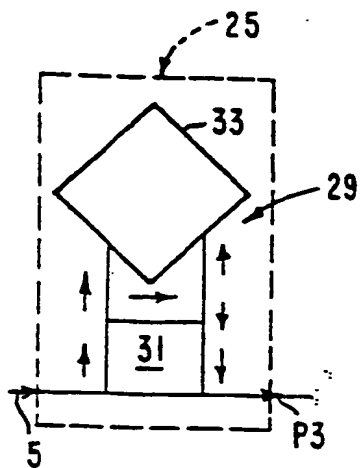


Fig. 8.

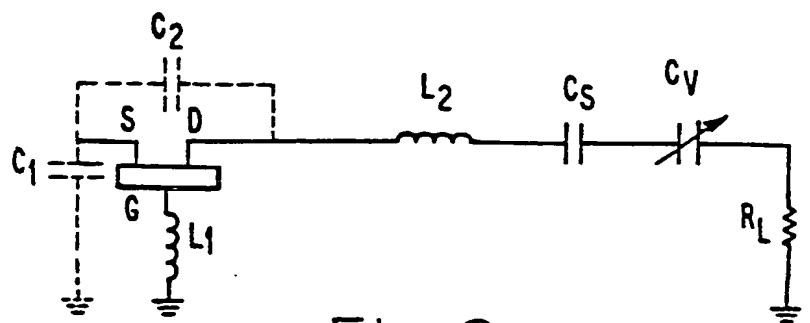


Fig. 9.

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☒ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**

**This Page Blank (uspto)**